

## О подходе к формированию управления следующим за сетью инвертором

**В. С. Лавриновский<sup>✉</sup>, Н. А. Доброскок, Р. М. Мигранов, П. Д. Шувалова**

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

<sup>✉</sup> Vslavrinovskii@etu.ru

**Аннотация.** Рассматривается алгоритм управления статическим преобразователем, работающим в сети переменного тока на основе следования за сетью. Предлагается модификация прямого управления мощностью через управление напряжением (Voltage Modulated Direct Power Control, VMDPC), дополненного компенсацией в общем виде падения напряжения и фазового смещения выходного напряжения на выходном фильтре общего вида. Реализация управления выполнена в виде универсальной системы, применимой как для трехфазных, так и для однофазных сетей. Оценка эффективности предлагаемого подхода к компенсации влияния фильтра для простоты демонстрации проведена на примере однофазного инвертора с выходным LC-фильтром.

**Ключевые слова:** следующий за сетью инвертор, обобщенный интегратор третьего порядка, LC-фильтр, синхронизация, однофазные и несимметричные сети,  $\alpha\beta$ -преобразование

**Для цитирования:** О подходе к формированию управления следующим за сетью инвертором / В. С. Лавриновский, Н. А. Доброскок, Р. М. Мигранов, П. Д. Шувалова // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2026. Т. 19, № 4. С. 98–112. doi: 10.32603/2071-8985-2026-19-4-98-112.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Финансирование:** Исследование выполнено в рамках НИОКТР «Разработка цифровых структур и базовых элементов масштабируемых систем преобразователей электрической энергии на новой элементной базе (СП/ПОПР-4.1)» (рег. № 126012716076-7), проводимого в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030».

Original article

## An Approach to Develop Control for the Grid-Following Inverter

**V. S. Lavrinovsky<sup>✉</sup>, N. A. Dobroskok, R. M. Migranov, P. D. Shuvalova**

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

Vslavrinovskii@etu.ru

**Abstract.** This paper considers a control algorithm for a static converter operating in an AC grid based on the grid-following approach. A modification of the voltage modulated direct power control (VMDPC) method is proposed, supplemented with a generalized compensation for the voltage drop and output voltage phase shift across a generic output filter. The control is implemented as a versatile system applicable to both three-phase and single-phase grids. For the sake of simplicity, the effectiveness of the proposed approach to compensating for the filter influence is evaluated using an example of a single-phase inverter with an output LC filter.

**Keywords:** grid-following inverter, third-order generalized integrator, LC filter, synchronization, single-phase and unbalanced grids,  $dq$  transformation

**For citation:** An Approach to Develop Control for the Grid Following Inverter / V. S. Lavrinovsky, N. A. Dobroskok, R. M. Migranov, P. D. Shuvalova // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2026. Vol. 19, no. 4. P. 98–112. doi: 10.32603/2071-8985-2026-19-4-98-112.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflicts of interests.

**Funding:** The study was carried out as part of the research and development project «Development of digital structures and basic elements of scalable systems of electric power converters based on new components (SP/POPR-4.1)» (Reg. № 126012716076-7), which is part of the Priority 2030 strategic academic leadership program.

**Введение.** Основные подходы к управлению статическим преобразователем, работающим на сеть переменного тока, предполагают применение вращающейся системы координат. Например, эта система координат применяется для синтеза систем управления, формирующих сеть инверторов (Grid Forming, GFM) [1]. Для следующих за сетью инверторов (Grid Following, GFL, далее в тексте они будут именоваться ведомыми) возможны вариации на основе неподвижных или статических систем координат [2]. Однако если при упрощении физической реализации отказаться от применения фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обеспечивающей приведение переменных к статической системе координат [3], то компенсация динамики фильтра обычно рассматривается только для простейшего выходного  $L$ -фильтра, устанавливаемого между выходом инвертора и точкой подключения. Если использовать для синтеза вращающуюся систему координат, то необходимо учитывать особенности, влияющие на процесс разработки аппаратной части системы управления и производство преобразователей: настройка ФАПЧ будет сказываться на устойчивости системы, система управления будет цифровой (реализация тригонометрических операций в аналоговом виде затруднена), и ее реализация будет привязана к эффективности вычислений тригонометрических функций. Из этих особенностей можно сделать два вывода.

Во-первых, нет возможности применять простые интегральные микросхемы, как в случае преобразователей постоянного тока, позволяющих относительно быстро и просто разрабатывать модификации серийных решений или массовые продукты, не требующие дополнительных операций и соответствующего оснащения, например, применения специализированных программаторов для работы с большой серией устройств или заказ микроконтроллеров с уже установленным программным обеспечением при производстве.

Во-вторых, на выбор микроконтроллера существенное влияние оказывает наличие специального блока для работы с тригонометрически-

ми функциями. Производительность современных микроконтроллеров достаточна, чтобы реализовать базовые алгоритмы управления без специализированного блока в ядре, хотя и с потерей быстродействия. При этом вызов внешней функции занимает 30...50 тактов (операция умножения – от 1 до 7 тактов). Выполнение алгоритмов CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer) на микроконтроллере занимает от 29 до 4036 тактов в зависимости от значения аргумента, реализации, наличия аппаратных блоков ускорения и периферии, независимой от ядра [4]. Таким образом, только на вычисление одной тригонометрической функции, например синуса, для матрицы поворота при частоте дискретизации 500 Гц, соответствующей минимальному порогу для формирования напряжения частотой 50 Гц и без оптимизации, может потребоваться микроконтроллер с тактовой частотой более 2 МГц. Для матрицы поворота надо вычислить две тригонометрические функции (синус и косинус), при этом адекватная частота дискретизации составляет не 500 Гц, а не менее 10 кГц. В результате тактовая частота микроконтроллера должна составлять уже 80 МГц только для обеспечения расчетов тригонометрических функций, кроме которых необходимо обеспечить и расчет собственно системы управления ведомым инвертором, не говоря о выполнении сервисных функций. В статье предлагается подход, позволяющий реализовать систему управления ведомым инвертором без необходимости вычисления тригонометрических функций, что существенно снизит аппаратные требования к микроконтроллерной системе управления.

Также на примере типовой схемы управления ведомым инвертором, предложен новый подход к компенсации динамики фильтра произвольной структуры, который можно представить в виде четырехполюсника, не требующий перехода во вращающуюся систему координат.

**Управление ведомым инвертором.** Рассмотрим типовой алгоритм управления трехфазным ведомым инвертором [5], схематичное изображение которого приведено на рис. 1. Инверто-

ры с таким управлением могут иметь один или два контура управления для компенсации динамики  $L$ - или  $LC$ -фильтра. На рис. 1 применены следующие обозначения:  $I_{DC}$  и  $U_{DC}$  – ток и напряжение звена постоянного тока преобразователя;  $L_f$  и  $C_f$  – индуктивность и емкость  $LC$ -фильтра;  $R_f$  – сопротивление дросселя  $LC$ -фильтра;  $R_D$  – демпфирующий резистор фильтра;  $U_{abc}$  и  $I_{abc}$  – напряжения и токи преобразователя в точке подключения к сети;  $\theta_{\text{ФАПЧ}}$  – фаза сети, восстановленная ФАПЧ;  $P_{\text{ref}}$  и  $Q_{\text{ref}}$  – заданные значения активной и реактивной мощности, формируемой ведомым инвертором;  $U_{\text{ref}}$  и  $I_{\text{ref}}$  – опорные значения напряжения и тока ведомого инвертора;  $U_{dq}$  и  $I_{dq}$  – вектор входного напряжения и тока во вращающейся системе координат;  $a, b, c$  – точки подключения фаз;  $L_{\text{сети}}$  – индуктивность сети;  $C_{DC}$  – емкость в звене постоянного тока.

Основной контур управления содержит ФАПЧ, который может иметь разную структуру, но принципиально использует матрицу поворота. Типовая форма ФАПЧ приведена на рис. 2, где  $U_{\alpha\beta}$  – вектор входного напряжения, представленный в неподвижной ортогональной системе координат;  $|U_{\alpha\beta}|$  – модуль вектора входного напряжения;  $U_q$  – проекция вектора входного напряжения на

ось  $q$  вращающейся ортогональной системы координат;  $K_p_{\text{ФАПЧ}}$  и  $K_i_{\text{ФАПЧ}}$  – пропорциональная и интегральная составляющие регулятора ФАПЧ;  $\omega_{\text{ref}}$  – номинальная частота входного напряжения.

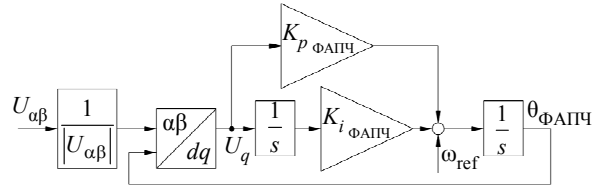


Рис. 2. ФАПЧ  
Fig. 2. Phase-locked loop

Можно показать, что при переходе из двух-фазной статической ортогональной системы координат  $\alpha\beta$  составляющая  $U_q$  при ориентации вектора напряжения фазы  $A$  вдоль оси  $d$  и направлении оси  $q$  с отставанием на  $90^\circ$  от оси  $d$  пропорциональна синусу разности фаз сети  $\theta_{\alpha\beta}$  и ФАПЧ  $\theta_{\text{ФАПЧ}}$ . Отсюда указанная разность фаз  $\Delta\theta$  может быть с точностью до значения амплитуды вектора напряжения приравнена к проекции  $U_q$ :

$$U_q \sim \sin \theta_{\text{ФАПЧ}} \cos \theta_{\alpha\beta 0} - \sin \theta_{\alpha\beta 0} \cos \theta_{\text{ФАПЧ}} = \sin(\theta_{\alpha\beta 0} - \theta_{\text{ФАПЧ}}) \sim \theta_{\alpha\beta 0} - \theta_{\text{ФАПЧ}} = \Delta\theta.$$

Зависимость оценки фазового угла  $\theta_{\text{ФАПЧ}}$  от разности фаз при начальном значении фазы,

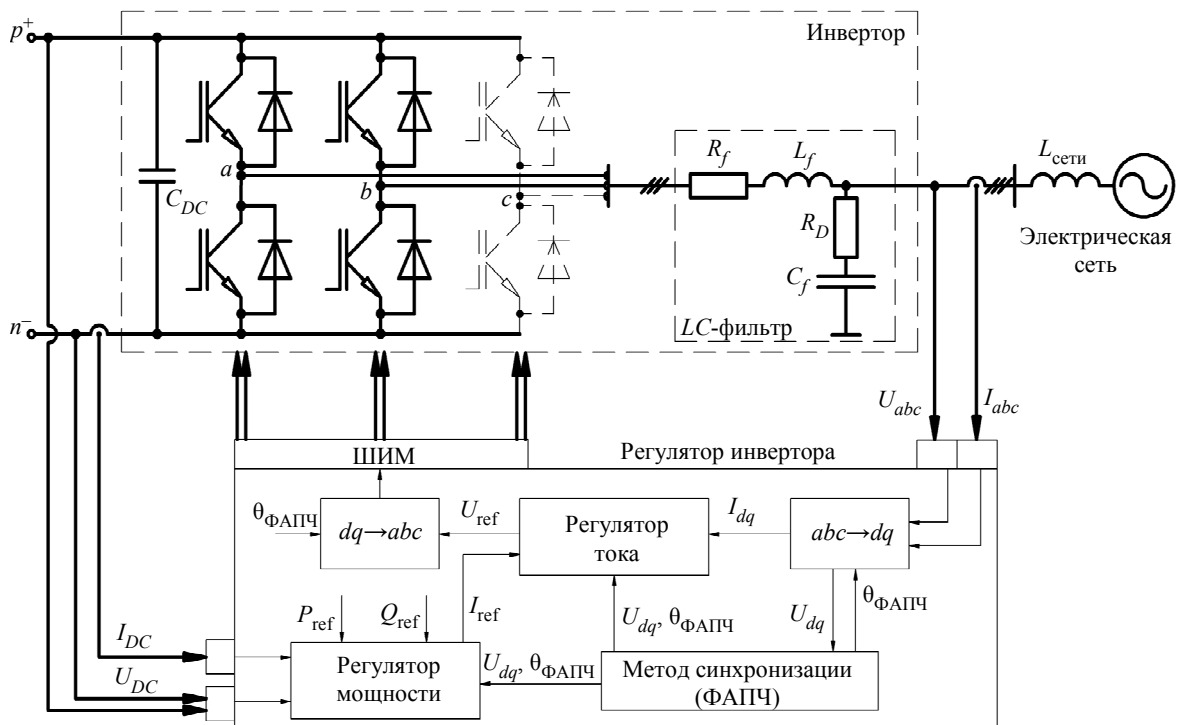


Рис. 1. Система управления преобразователем, следующим за сетью  
Fig. 1. Grid-following converter control system

определяемом номинальной частотой напряжения сети, может быть вычислена из рис. 2 как

$$\theta_{\text{ФАПЧ}} = \int \omega_{\text{сети}} dt + \int K_{i_{\text{ФАПЧ}}} \Delta\theta dt + K_{p_{\text{ФАПЧ}}} \Delta\theta,$$

где  $\omega_{\text{сети}}$  – номинальная частота напряжения сети.

Интегрирование номинальной частоты определяет вынужденную составляющую решения приведенного дифференциального уравнения и не определяет динамические свойства системы ФАПЧ или, что равносильно, вид переходных процессов. Поэтому рассмотрим динамику при нулевой номинальной частоте. В операторной форме передаточную функцию (ПФ) замкнутой системы ФАПЧ можно записать как

$$\begin{aligned} \frac{\theta_{\text{ФАПЧ}}}{\Delta\theta} &= \frac{\theta_{\text{ФАПЧ}}}{U_q} = \\ &= \frac{K_{p_{\text{ФАПЧ}}} s + K_{i_{\text{ФАПЧ}}}}{s^2 + K_{p_{\text{ФАПЧ}}} s + K_{i_{\text{ФАПЧ}}}} = \frac{2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}. \end{aligned}$$

Постоянная времени знаменателя приведенного динамического звена второго порядка может быть вычислена как  $\tau = 1/(\xi\omega_0)$ , где собственная частота  $\omega_0 = \sqrt{K_{i_{\text{ФАПЧ}}}}$ , а коэффициент демпфирования  $\xi = 0.5K_{p_{\text{ФАПЧ}}}/\sqrt{K_{i_{\text{ФАПЧ}}}}$ . Отсюда, если принять время регулирования  $t_p = 3\tau$ , получим параметры регулятора ФАПЧ

$$K_{p_{\text{ФАПЧ}}} = \frac{6}{t_p}, \quad K_{i_{\text{ФАПЧ}}} = \left(\frac{\xi t_p}{3}\right)^2.$$

Если при этом коэффициент демпфирования  $\xi$  взять больше 1, то приведенной ПФ будет соответствовать апериодическое звено второго порядка, а переходный процесс можно сделать монотонным. Однако время нарастания при этом увеличится, а значит, снизится быстродействие ФАПЧ. Отсюда вытекает одно из существенных противоречий в настройке ФАПЧ: ускорение его работы приводит к существенным осцилляциям, а замедление – к возникновению фазового сдвига  $\phi$  между напряжением сети и ведомого инвертора в переходных процессах (фазовый сдвиг приводит к росту реактивной мощности, что, в свою очередь, во-первых, не всегда допустимо, а во-вторых, приводит к росту тока, отдаваемого инвертором и может привести к перегрузке).

Управление мощностью во вращающейся системе координат формируется, исходя из [6]:

$$\begin{aligned} I_{dq \text{ ref}} &= \begin{bmatrix} I_{d \text{ ref}} \\ I_{q \text{ ref}} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{2}{3} \frac{1}{U_d^2 + U_q^2} \begin{bmatrix} U_d & U_q \\ U_q & -U_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{\text{ref}} \\ Q_{\text{ref}} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $U_d$  и  $U_q$  – проекции мгновенного значения вектора напряжения на оси вращающейся системы координат  $dq$ ;  $P_{\text{ref}}$  и  $Q_{\text{ref}}$  – заданные значения активной и реактивной мощности преобразователя;  $I_{d \text{ ref}}$  и  $I_{q \text{ ref}}$  – проекции заданного вектора тока на оси вращающейся системы координат  $dq$ .

Известны модификации алгоритма формирования токов задания (1), которые за счет аддитивного управляющего воздействия по току оси  $d$  позволяют обеспечивать желаемый характер процессов в звене постоянного тока, а по оси  $q$  – компенсировать колебания напряжения сети [7].

Регулирование тока согласно [6] может быть представлено как

$$\begin{aligned} U_{d \text{ ref}} &= U_d + I_q \omega_{\text{сети}} L_f + \\ &+ K_{p_{\text{PT}}} (I_{d \text{ ref}} - I_d) + K_{i_{\text{PT}}} \int (I_{d \text{ ref}} - I_d) dt; \\ U_{q \text{ ref}} &= U_q - I_d \omega_{\text{сети}} L_f + \\ &+ K_{p_{\text{PT}}} (I_{q \text{ ref}} - I_q) + K_{i_{\text{PT}}} \int (I_{q \text{ ref}} - I_q) dt, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $U_d + I_q \omega_{\text{сети}} L_f$  и  $U_q - I_d \omega_{\text{сети}} L_f$  – компоненты напряжения сети с учетом падения напряжения на индуктивности выходного фильтра;  $K_{p_{\text{PT}}}$  и  $K_{i_{\text{PT}}}$  – пропорциональная и интегральная компоненты регулятора тока;  $I_d$  и  $I_q$  – проекции мгновенного значения вектора тока на оси вращающейся системы координат  $dq$ ;  $U_{d \text{ ref}}$  и  $U_{q \text{ ref}}$  – проекции заданного вектора напряжения на оси вращающейся системы координат  $dq$ .

ПФ замкнутого контура управления мощностью ведомого инвертора при этом можно записать как

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{G_{PI}(s)G_D(s)G_f(s)}{1 + G_{PI}(s)G_D(s)G_f(s)} = \\ &= \frac{\left(K_{p_{\text{PT}}} + \frac{1}{T_i s}\right) \left(\frac{1}{1 + T_d s}\right) \left(\frac{1}{R_f + L_f s}\right)}{1 + \left(K_{p_{\text{PT}}} + \frac{1}{T_i s}\right) \left(\frac{1}{1 + T_d s}\right) \left(\frac{1}{R_f + L_f s}\right)}, \end{aligned}$$

где  $G_{PI}$  – ПФ ПИ-регулятора;  $G_D$  – ПФ ведомого инвертора, представленная апериодическим звеном, с постоянной времени, пропорциональной

частоте широтно-импульсной модуляции (ШИМ);  $G_f$  – ПФ выходного фильтра;  $T_i = 1/K_{i_{PT}}$ ;  $T_d = T_{ШИМ}$  – постоянная времени инвертора;  $T_{ШИМ}$  – период формирования ШИМ.

При выборе  $K_{p_{PT}} T_i = L_f / R_f$  можно привести ПФ замкнутого контура к виду

$$H(s) = \frac{\left(\frac{1}{R_f T_i s}\right) \left(\frac{1}{1 + T_d s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{R_f T_i s}\right) \left(\frac{1}{1 + T_d s}\right)} = \frac{\left(\frac{1}{T_i T_d R_f}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{T_d}\right)s + \left(\frac{1}{T_i T_d R_f}\right)},$$

представляющему демпфированное колебательное звено с параметрами

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{T_i T_d R_f}}, \quad \xi \omega_0 = \frac{1}{2T_d}.$$

Сведем основные соотношения в табл. 1.

Табл. 1. Компоненты системы управления ведомым инвертором  
Tab. 1. Components of the control system for the grid-following inverter

Коэффициенты системы управления	Расчет
Пропорциональный коэффициент ФАПЧ	$6/t_p$
Интегральный коэффициент ФАПЧ	$(\xi t_p/3)^2$
Пропорциональный коэффициент регулятора тока	$L_f \omega_{сети}$
Интегральный коэффициент регулятора тока	$R_f \omega_{сети}$

Рассмотрим модель однофазного преобразователя. Блок управления ведомым инвертором подробнее представлен на рис. 3, где  $m$  – порт для наблюдения внутренних переменных;  $\Delta t$  – задержка на один шаг дискретизации для реализации численного интегрирования методом трапеции;  $JY$  – блоки, содержащие код на языке Jython, псевдокод которых приведен в листингах 1–4. Общий вид ведомого однофазного инвертора в среде моделирования REPEAT с уставкой активной мощности  $P_{ref} = 150$  Вт и реактивной  $Q_{ref} = -30$  ВАР приведен на рис. 4, где PRJ – блок подсистемы, реализующий логику управления (рис. 3); а  $I_{out}$ ,  $P$  и  $Q$  – выходные порты, предна-

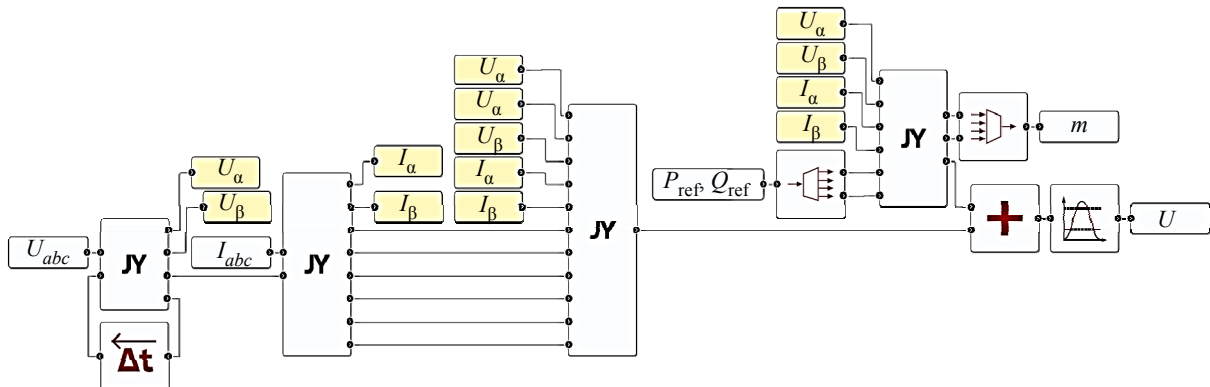


Рис. 3. Модель системы управления ведомым инвертором на основе прямого управления мощностью  
Fig. 3. Control of a grid-following inverter based on direct power control

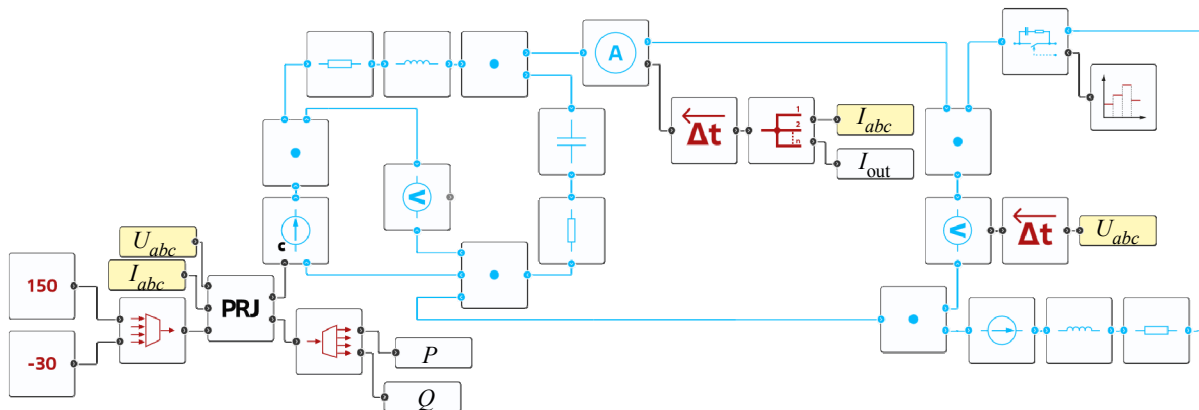


Рис. 4. Модель однофазного мостового инвертора с LC-фильтром, работающего на сеть  
Fig. 4. Single-phase inverter with LC filter operating on the grid

значенные для дальнейшей обработки данных: выходного тока, активной и реактивной мощности соответственно. Общий вид ведомого однофазного инвертора в среде моделирования.

**Подход к синтезу упрощенной системы управления. Анализ процессов в статической системе координат.** Выражение (1) справедливо не только для вращающейся системы координат, но и для статической [6]

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha \text{ ref}} \\ I_{\beta \text{ ref}} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2} \begin{bmatrix} U_{\alpha} & U_{\beta} \\ U_{\beta} & -U_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{\text{ref}} \\ Q_{\text{ref}} \end{bmatrix},$$

где  $U_{\alpha}$  и  $U_{\beta}$  – проекции мгновенного значения вектора напряжения на оси неподвижной системы координат  $\alpha\beta$ ;  $I_{\alpha \text{ ref}}$  и  $I_{\beta \text{ ref}}$  – проекции заданного вектора тока на оси вращающейся системы координат  $dq$ .

Для регулирования активной и реактивной составляющих мощности можно применять ПИ-регуляторы, обеспечивающие необходимое качество стабилизации постоянных величин. При этом токи и напряжения, в отличие от рассмотренных процессов во вращающейся системе координат  $dq$ , в неподвижной системе координат  $\alpha\beta$  представляют собой не постоянные во времени сигналы, а зависимости, изменяющиеся по гармоническому закону, при отработке которых ПИ-регуляторы допускают наличие ошибки. Одним из возможных способов подавления ошибки служит применение пропорционально-резонансного регулятора [8], [9], который позволяет выполнить требования по точности. Другой подход – применение П-регулятора для регулирования токов в неподвижной системе координат, что приведет к наличию ошибки регулирования во внутреннем контуре тока/напряжения, которая может быть компенсирована интегральной составляющей регулятора мощности внешнего контура. При этом необходимо компенсировать динамику выходного фильтра.

Рассмотрим компенсацию динамики на примере индуктивного фильтра [10]. Падение напряжения на индуктивности определяется как

$$U_1 - U_2 = R_f I_2 + L_f \frac{d}{dt}(I_2),$$

где  $U_1$  – падение напряжения между входным терминалом фильтра и общей точкой (землей);  $U_2$  – падение напряжения между выходным терминалом фильтра и общей точкой (землей);  $I_2$  – выходной ток фильтра.

При переходе во вращающуюся систему координат, имеющую мгновенное значение угла поворота  $\theta$ , обозначив матрицу перехода из  $abc$  в  $dq$  как  $T^{-1}$ , получим

$$T^{-1}(U_1 - U_2) = R_f T^{-1} I_2 + L_f \frac{d}{dt}(T^{-1} I_2),$$

или

$$I_{abc} = T^{-1} I_{dq},$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}.$$

При дифференцировании

$$\frac{d}{dt}(I_{abc}) = \frac{d}{dt}(T^{-1} I_{dq}),$$

или

$$\frac{d}{dt}(I_{abc}) = T^{-1} \frac{d}{dt}(I_{dq}) + \frac{d}{dt}(T^{-1}) I_{dq}.$$

Рассмотрим дифференцирование матрицы  $T^{-1}$

$$\frac{d}{dt}(T^{-1}) = \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{d\theta}(T^{-1}) = \omega_{\text{сети}} T^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Подставив производную в уравнение

$$\frac{d}{dt}(I_{abc}) = T^{-1} \frac{d}{dt}(I_{dq}) + \omega_{\text{сети}} T^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} I_{dq},$$

умножим обе части на  $T$  слева

$$T \frac{d}{dt}(I_{abc}) = T T^{-1} \frac{d}{dt}(I_{dq}) + T \omega_{\text{сети}} T^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} I_{dq}.$$

Поскольку произведение  $T T^{-1}$  представляет собой единичную матрицу, то

$$T \frac{d}{dt}(I_{abc}) = \frac{d}{dt}(I_{dq}) + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{сети}} \\ \omega_{\text{сети}} & 0 \end{bmatrix} I_{dq}.$$

Тогда окончательно можно записать

$$\frac{d}{dt}(I_{dq}) = T \frac{d}{dt}(I_{abc}) + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{сети}} \\ \omega_{\text{сети}} & 0 \end{bmatrix} I_{dq}.$$

Следует отметить, что полученное выражение при нулевом сопротивлении дросселя в контуре

управления превращается в (2) и имеет тот же вид компенсации индуктивности фильтра, как и в [3].

Однако не всегда наличия индуктивного фильтра достаточно для обеспечения заданного качества напряжения. Фильтр, независимо от своей структуры, имеет две значимые характеристики, влияющие на качество переходных и установившихся режимов: падение напряжения; сдвиг фазы. Рассмотрим для примера однофазный  $LC$ -фильтр, как на рис. 1. Представление фильтра в виде четырехполюсника приведено на рис. 5, где  $l$  – точка подключения фильтра к преобразователю ( $a$ ,  $b$  или  $c$ );  $l'$  – точка подключения фазы ( $a$ ,  $b$  или  $c$ ) сети к фильтру;  $2$  – точка подключения преобразователя к общей точке цепи (рассматривается схема с изолированной нейтралью, потому физического соединения нет);  $2'$  – точка подключения фазы сети к общей точке цепи (рассматривается схема с изолированной нейтралью, потому физического соединения нет);  $Z_1-Z_3$  – импедансы ветвей четырехполюсника;  $X_{L_f}$  – комплексное сопротивление фильтрующей индуктивности,  $X_{C_f}$  – комплексное сопротивление фильтрующей емкости.

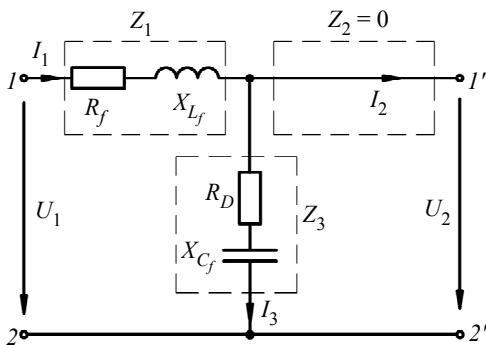


Рис. 5. Фильтр как четырехполюсник  
Fig. 5. Filter as a two-port network

Описание четырехполюсника, в соответствии с рис. 5, можно записать в А-параметрах как [10]

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \text{ или } \begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}.$$

При  $Z_1 = R_f + L_f s$ ,  $Z_3 = R_D + 1/(C_f s)$ ,  $Z_2 = 0$ , что соответствует  $LC$ -фильтру, описание выбранного фильтра как четырехполюсника, выраженное через А-параметры, выглядит как [10]

$$a_{11} = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}; \quad a_{12} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3};$$

$$a_{21} = \frac{1}{Z_3}; \quad a_{22} = 1 + \frac{Z_2}{Z_3},$$

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{R_f + L_f s}{R_D + \frac{1}{C_f s}} & R_f + L_f s \\ \frac{1}{R_D + \frac{1}{C_f s}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix},$$

откуда, рассмотрев первую строку матрицы параметров на вектор выходных переменных, получим падение напряжения  $\Delta U$  на фильтре:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \frac{R_f + L_f s}{R_D + \frac{1}{C_f s}} U_2 + (R_f + L_f s) I_2. \quad (3)$$

Рассмотрим описание фильтра во временной области. Разобьем (3) на два независимых слагаемых. Первое слагаемое  $\Delta U_U$  – вклад выходного напряжения в падение напряжения на фильтре  $a_{11} U_2$ . После приведения его к детализированной форме по отношению к старшей производной  $\Delta U_U$  получим

$$\frac{d}{dt}(\Delta U_U) = -\frac{1}{R_D C_f} \Delta U_U + \frac{R_f}{R_D C_f} U_2 + \frac{L_f}{R_D C_f} \frac{d}{dt}(U_2). \quad (4)$$

Аналогично для второго слагаемого  $\Delta U_I$  – вклада выходного тока в падение напряжения на фильтре, определяемого как  $a_{12} I_2$ . В рассматриваемом частном случае уже не требуется находить старшую производную  $\Delta U_I$  из выражения, сразу получаем

$$\Delta U_I = R_f I_2 + L_f \frac{d}{dt}(I_2). \quad (5)$$

Сложив полученные компоненты (4) и (5), получим компенсацию динамики фильтра в зависимости от выходных тока и напряжения соответственно, что служит эквивалентом вольтовых добавок к регуляторам в соответствующих контурах регулирования как, например, в (3).

Мы получили формулы для расчета компенсации влияния фильтра на выходное напряжение преобразователя. Теперь нужно получить все необходимые для расчета переменные.

Следует обратить внимание, что для расчета, согласно (4) и (5), требуется вычисление первых производных тока и напряжения. С ростом порядка фильтра потребуются производные более высокого порядка. Вычисление или измерение

производных, особенно высокого порядка, не всегда физически реализуемо. Расчет производных через приращения также обычно затруднен, поскольку количество точек для расчета производной с увеличением порядка производной растет в геометрической прогрессии. Восстановим производные из тока и напряжения иным путем. Для этого воспользуемся тем, что при управлении ведомым инвертором рассматриваются сигналы заданной формы – гармонический сигнал для напряжения и тока. В случае тока нельзя пренебречь искажениями формы, однако допустим, что ток можно представить как сумму гармонических составляющих с кратными частотами. В рамках статьи ограничимся рассмотрением только третьей, пятой и седьмой гармоник. Для более богатого гармониками сигнала принципиально подход не изменится.

**Восстановление производных для сигналов тока и напряжения.** Допустим, что система управления трехфазным преобразователем представляет собой три независимые однофазные системы. В таком случае, можем упростить рассмотрение, перейдя к исследованию однофазной системы. Однако работа с одиночным синусоидальным сигналом затруднена, поскольку одному значению синуса соответствует два значения фазы. Для однозначного определения фазы по значению синусоидального сигнала необходимо дополнить его значением ортогональной составляющей, т. е. косинусом. В качестве инструмента для дополнения гармонического синусоидального ортогональной составляющей (косинусом) будем использовать обобщенный интегратор третьего

порядка (ОИТП) [11]–[13]. В статье используется модификация ОИТП с компенсацией постоянного смещения и адаптацией по частоте, структурная схема которой приведена на рис. 6, где  $\gamma$  – коэффициент адаптации по частоте ( $\gamma < 0$ );  $\omega$  – частота входного синусоидального сигнала.

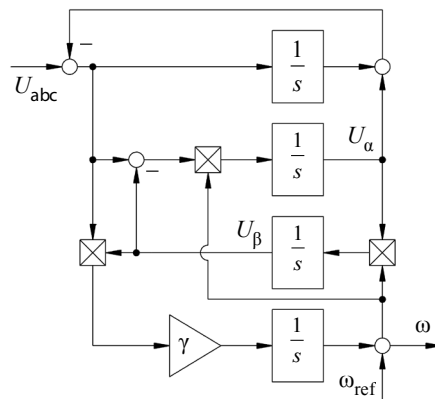


Рис. 6. Обобщенный интегратор третьего порядка с компенсацией постоянного смещения и адаптацией по частоте  
Fig. 6. Third-order generalized integrator with DC offset compensation and frequency adaptation

Аналогичное решение для сигнала, содержащего третью, пятую и седьмую гармоники, приведен на рис. 7.

Для определения производных воспользуемся простым тождеством

$$\frac{d}{dt} \sin(\omega t) = \omega \cos(\omega t), \quad (6)$$

из которого можно сделать не более сложный вывод: для получения любой производной гармони-

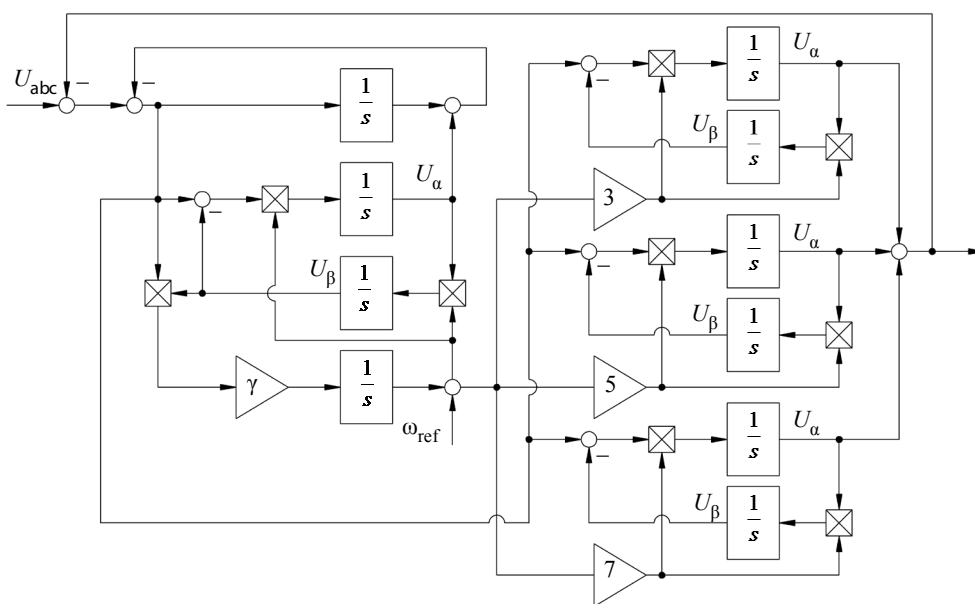


Рис. 7. Мультиконтурный обобщенный интегратор третьего порядка  
Fig. 7. Multi-loop third-order generalized integrator

ческого сигнала достаточно знать значения синуса, косинуса и частоты. Все эти параметры получаются из приведенного на рис. 6 ОИТП.

Для сигнала с большим числом гармоник процедура усложняется – нужно знать синус и косинус для высших гармоник, что обеспечивает мультиконтурный ОИТП, приведенный на рис. 7.

В таком случае, пользуясь ОИТП, можно получить производную любого порядка для гармонического сигнала, умножая прямую или ортогональную компоненту на степень частоты.

**Построение предлагаемой системы управления.** Реализуем представленные ранее тезисы для LC-фильтра. Падение напряжения на фильтре по каналу  $\alpha$ , объединив (4)–(6), можно определить как

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\Delta U_{U_\alpha}) &= -\frac{1}{R_D C_f} \Delta U_{U_\alpha} + \\ &+ \frac{R_f}{R_D C_f} U_{2\alpha} + \frac{L_f \omega_{сети}}{R_D C_f} U_{2\beta}; \\ \Delta U_{I_\alpha} &= R_f \left[ I_{2\alpha}^{(1)} + 3I_{2\alpha}^{(3)} + 5I_{2\alpha}^{(5)} + 7I_{2\alpha}^{(7)} \right] + \\ &+ L_f \omega_{сети} \left[ I_{2\beta}^{(1)} + 3I_{2\beta}^{(3)} + 5I_{2\beta}^{(5)} + 7I_{2\beta}^{(7)} \right]; \\ \Delta U_\alpha &= \Delta U_{I_\alpha} + \Delta U_{U_\alpha}. \end{aligned}$$

Аналогично для канала  $\beta$  можно получить

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\Delta U_{U_\beta}) &= -\frac{1}{R_D C_f} \Delta U_{U_\beta} + \\ &+ \frac{R_f}{R_D C_f} U_{2\beta} + \frac{L_f \omega_{сети}}{R_D C_f} U_{2\alpha}; \\ \Delta U_{I_\beta} &= R_f \left[ I_{2\beta}^{(1)} + 3I_{2\beta}^{(3)} + 5I_{2\beta}^{(5)} + 7I_{2\beta}^{(7)} \right] + \\ &+ L_f \omega_{сети} \left[ I_{2\alpha}^{(1)} + 3I_{2\alpha}^{(3)} + 5I_{2\alpha}^{(5)} + 7I_{2\alpha}^{(7)} \right]; \\ \Delta U_\beta &= \Delta U_{I_\beta} + \Delta U_{U_\beta}. \end{aligned}$$

Результирующая система управления приведена в виде псевдокода на листингах с 1 по 4.

*Листинг 1 – обобщенный интегратор третьего порядка с адаптацией по частоте (восстановление напряжения).*

Функция: TOGI

Входные переменные:

Uin // входное напряжение;

#\_1 // значение переменной # с предыдущего шага интегрирования;

Параметры:

Kdc // коэффициент контура компенсации постоянного смещения;

Kb // коэффициент чувствительности к входному воздействию;

Kbc // коэффициент разгрузки для интегратора в контуре адаптации;

w0 // номинальная частота входного сигнала;

Ts // период дискретизации интегрирования

Gamma // коэффициент адаптации (меньше 0);

Выходные переменные:

Ua // проекция вектора напряжения на ось  $\alpha$ ;

Ub // проекция вектора напряжения на ось  $\beta$ ;

w // частота входного сигнала;

Примечание: весь цикл должен выполняться за Ts

Тело функции:

// Интегрирование методом трапеции постоянного смещения

dUdc=Kdc\*Ts\*(Uin-Ua\_1-Udc\_1)/2;

Udc=dUdc+dUdc\_1+Udc\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора напряжения на ось  $\alpha$ ;

dUa=(Kb\*(Uin-Ua\_1-Udc\_1)-Ub\_1)\*w\_1\*Ts/2;

Ua=dUa+Ua\_1+dUa\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора напряжения на ось  $\beta$ ;

dUb=Ua\_1\*w\_1\*Ts/2;

Ub=dUb+Ub\_1+dUb\_1;

// Интегрирование методом трапеции расогласования по фазе

dw=(Ub\*Kb\*(Uin-Ua\_1-Udc\_1)\*Gamma-Kbc\*sat\_1)\*Ts/2; w=dw+dw\_1+w\_1;

// ограничение выходной частоты  $\pm 10\%$

если  $w > 1.1 * w_0$ , то {sat=w-w0; w=1.1\*w0;}

если  $w < 0.9 * w_0$ , то {sat=w0-w; w=0.9\*w0;}

Конец

*Листинг 2 – многоконтурный обобщенный интегратор третьего порядка (восстановление тока).*

Функция: mTOGI

Входные переменные:

Iin // входной ток

w // частота входного напряжения

#\_1 // значение переменной # с предыдущего шага интегрирования;

Параметры:

Kdc // коэффициент контура компенсации постоянного смещения;

Kb // коэффициент чувствительности к входному воздействию;

Ts // период дискретизации интегрирования

Выходные переменные:

Ia // проекция вектора первой гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

Ib // проекция вектора первой гармоники тока на ось  $\beta$ ;

I3a // проекция вектора третьей гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

I3b // проекция вектора третьей гармоники тока на ось  $\beta$ ;

I5a // проекция вектора пятой гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

I5b // проекция вектора пятой гармоники тока на ось  $\beta$ ;

I7a // проекция вектора седьмой гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

I7b // проекция вектора седьмой гармоники тока на ось  $\beta$ ;

Примечание: весь цикл должен выполняться за  $T_s$

Тело функции:

// дополнительная переменная для сокращения записи (ошибка)

tmp=Iin-Idc\_1-Ia\_1-I3a\_1-I5a\_1-I7a\_1;

// Интегрирование методом трапеции постоянного смещения

dIdc=Kdc\*Ts\*tmp/2;

Idc=dIdc+dIdc\_1+Idc\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\alpha$ ;

dIa=(Kb\*tmp-Ib\_1)\*w\*Ts/2;

Ia=dIa+Ia\_1+dIa\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\beta$ ;

dIb=Ia\_1\*w\*Ts/2; Ib=dIb+Ib\_1+dIb\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\alpha$ ;

dI3a=(Kb\*tmp-I3b\_1)\*3\*w\*Ts/2;

I3a=dI3a+I3a\_1+dI3a\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\beta$ ;

dI3b=I3a\_1\*3\*w\*Ts/2;

I3b=dI3b+I3b\_1+dI3b\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\alpha$ ;

dI5a=(Kb\*tmp-I5b\_1)\*5\*w\*Ts/2;

I5a=dI5a+I5a\_1+dI5a\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\beta$ ;

dI5b=I5a\_1\*5\*w\*Ts/2;

I5b=dI5b+I5b\_1+dI5b\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\alpha$ ;

dI7a=(Kb\*tmp-I7b\_1)\*7\*w\*Ts/2;

I7a=dI7a+I7a\_1+dI7a\_1;

// Интегрирование методом трапеции проекции вектора тока на ось  $\beta$ ;

dI7b=I7a\_1\*7\*w\*Ts/2;

I7b=dI7b+I7b\_1+dI7b\_1;

Конец

*Листинг 3 – расчет аддитивного воздействия для компенсации динамики фильтра.*

Функция:  $\Delta U$

Входные переменные:

Uin // входное напряжение;

Ua // проекция вектора напряжения на ось  $\alpha$ ;

Ub // проекция вектора напряжения на ось  $\beta$ ;

Ia // проекция вектора первой гармоники

тока на ось  $\alpha$ ;

Ib // проекция вектора первой гармоники тока на ось  $\beta$ ;

I3a // проекция вектора третьей гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

I3b // проекция вектора третьей гармоники тока на ось  $\beta$ ;

I5a // проекция вектора пятой гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

I5b // проекция вектора пятой гармоники тока на ось  $\beta$ ;

I7a // проекция вектора седьмой гармоники тока на ось  $\alpha$ ;

I7b // проекция вектора седьмой гармоники тока на ось  $\beta$ ;

#\_1 // значение переменной # с предыдущего шага интегрирования;

Параметры:

w0 // номинальная частота сети

L // индуктивность выходного фильтра

Rf // паразитное сопротивление индуктивности

Rd // демпфирующий резистор

C // емкость фильтра

Ts // период дискретизации интегрирования

Выходные переменные:

Uadd // аддитивное воздействие

Примечание: весь цикл должен выполняться за  $T_s$

Тело функции:

dInt=(w0\*L\*Ub+Rf\*Ua-Int\_1)\*Ts/2/Rd/C;

Int=dInt+dInt\_1+Int\_1;

Uadd=Uin-

(Int+Rf\*(Ia+1\*(3\*I3a+5\*I5a+7\*I7a))+L\*w0\*(Ib+1\*(3\*I3b+5\*I5b+7\*I7b)));

Конец

Листинг 4 – контур управления мощностью.

Функция: Control

Входные переменные:

Ua // проекция вектора напряжения на ось  $\alpha$ ;  
 Ub // проекция вектора напряжения на ось  $\beta$ ;  
 Ia // проекция вектора первой гармоники  
 тока на ось  $\alpha$ ;  
 Ib // проекция вектора первой гармоники  
 тока на ось  $\beta$ ;  
 Uadd // аддитивное воздействие  
 Pref // желаемая активная мощность  
 Qref // желаемая реактивная мощность  
 #\_1 // значение переменной # с предыдущего  
 шага интегрирования;  
 Параметры:  
 w0 // номинальная частота сети  
 L // индуктивность выходного фильтра  
 Rf // паразитное сопротивление индуктив-  
 ности  
 Kp // пропорциональный коэффициент ре-  
 гулятора мощности  
 Ki // интегральный коэффициент регулято-  
 ра мощности  
 Ts // период дискретизации интегрирования

Выходные переменные:

V // опорное напряжение

Примечание: весь цикл должен выполняться  
за Ts

Тело функции:

```
// расчет полной мощности
S=sqrt(P*P+Q*Q);
// расчет амплитуды напряжения
U=Ua*Ua+Ub*Ub;
// расчет уставки по току
V=(Ua*P/S+Ub*Q/S);
// расчет выходного напряжения
V=V*S/U+Uadd;
// расчет выходной мощности
P_loc=(Ua*Ia+Ub*Ib)/2;
Q_loc=(Ub*Ia-Ua*Ib)/2;
// ПИ-регуляторы мощности
dInt1=Ki*(Pref-P_loc)*Ts/2;
Int1=Int1_1+dInt1+dInt1_1;
P=Int1+Kp*(Pref-P_loc);
dInt2=Ki*(Qref-Q_loc)*Ts/2;
Int2=Int2_1+dInt2+dInt2_1;
Q=Int2+Kp*(Qref-Q_loc);
```

Конец

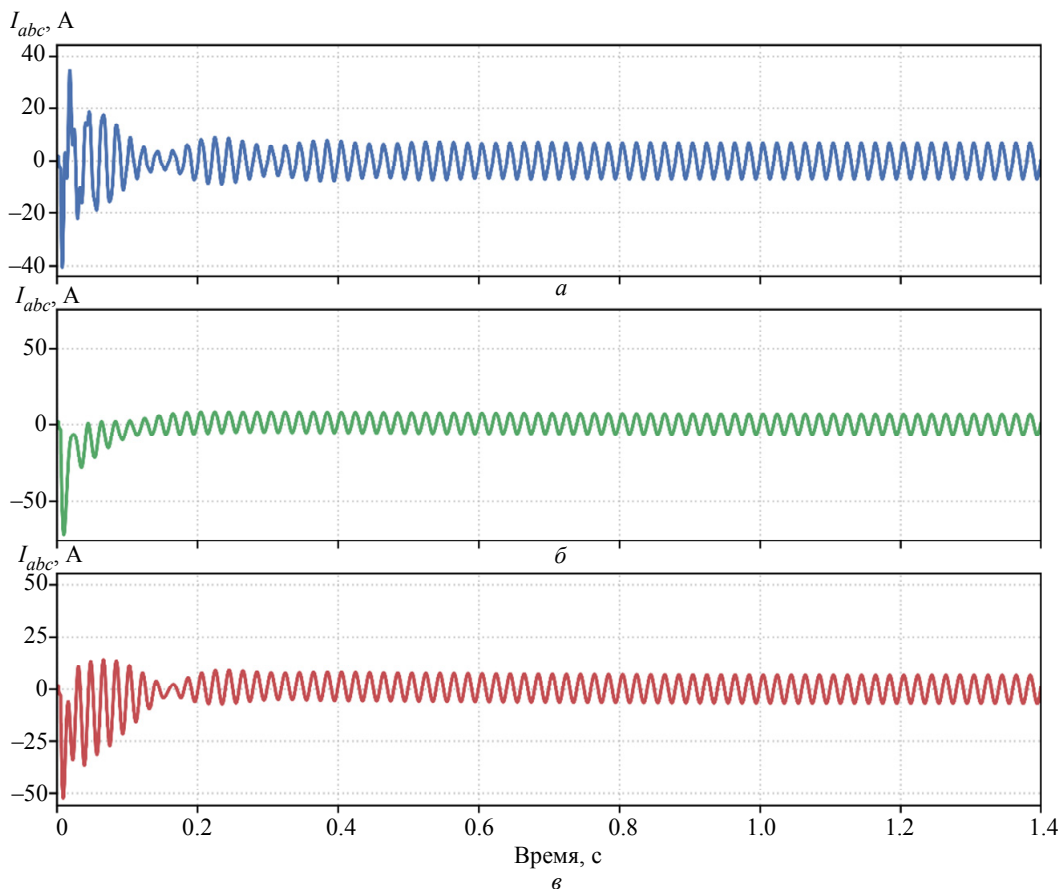
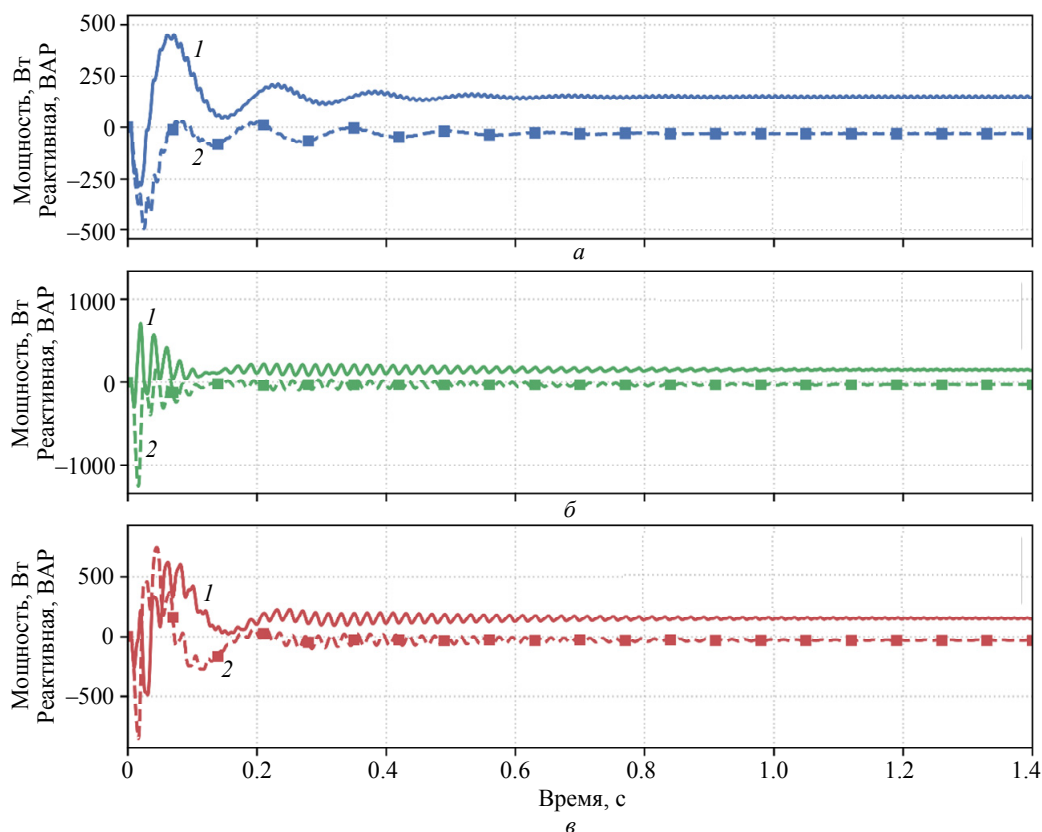


Рис. 8. Выходной ток  $I_{abc}$  ведомого преобразователя при разных подходах к компенсации выходного фильтра: а – с коррекцией LC-фильтра; б – с коррекцией индуктивности; в – без коррекции  
 Fig. 8. Output current  $I_{abc}$  of the grid-following inverter under different output filter compensation approaches: а – with LC filter compensation; б – with inductance compensation; в – without compensation



1 – Активная мощность, Вт; 2 – Реактивная мощность, ВАР

Рис. 9. Активная и реактивная мощности ведомого преобразователя при разных подходах к компенсации выходного фильтра: а – с коррекцией LC-фильтра; б – с коррекцией индуктивности; в – без коррекции

Fig. 9. Active and reactive power of the grid-following inverter under different output filter compensation approaches: а – with LC filter compensation; б – with inductance compensation; в – without compensation

Проведем численное моделирование предложенной системы управления. Параметры моделирования для предложенной системы управления приведены в табл. 2. Результаты моделирования приведены на рис. 8 и 9.

Табл. 2. Параметры моделирования  
 Tab. 2. Simulation parameters

Параметр	Значение
Индуктивность фильтра $L_f$ , Гн	$10^{-3}$
Сопротивление фильтра $R_f$ , Ом	$5 \cdot 10^{-2}$
Демпфер $R_D$ , Ом	1
Емкость $C_f$ , Ф	$10^{-4}$
$K_{prt}$	$L_f \omega_{сети}$
$K_{irt}$	25

Из рис. 9 особенно хорошо видно, что осцилляций становится существенно меньше, благодаря чему время регулирования сокращается, хотя сам размах переходного процесса существенно не меняется.

**Заключение.** В статье предложен подход к компенсации (падения напряжения на выходном

фильтре статического преобразователя) динамики фильтра. С помощью моделирования выполнено сравнение переходных процессов без компенсации, с компенсацией только емкости и полной компенсации LC-фильтра. Полная компенсация фильтра позволила минимизировать осцилляции выходной мощности. Также заметно изменился характер переходного процесса по току: увеличилось быстродействие и уменьшилось постоянное смещение.

Полученный результат:

- система управления полностью построена во временной области;
- при постоянстве заданных значений мощности, частоты и амплитуды напряжения сети, система управления линейна и может быть реализована в аналоговом виде, без использования микроконтроллера;
- вычисление тригонометрических функций отсутствует как в явном, так и в косвенном виде;
- система не допускает статической ошибки по току при пропорциональном регуляторе тока, поскольку статизм регулятора компенсируется

интегральной составляющей в регуляторе мощности (не требуется применение ПР-регулятора).

Следующая ступень работы – подмена сети виртуальным осциллятором, что позволит перей-

ти от ведомого инвертора к формирующему сеть подходу управления.

#### Список литературы

1. UNIFI's Grid-Forming (GFM) inverter reference design: A tutorial on modeling, control, and experimental implementation of GFM inverters / D. Chatterjee, J. Triemstra, M. Cuauhtémoc, W. Cai, K. Tatkare, R. Mallik, B. Johnson // Unifi Consortium. 2025. 28 p.
2. Mohammed N., Zhou W., Bahrani B. Comparison of PLL-Based and PLL-less control strategies for grid-following inverters considering time and frequency domain analysis // IEEE Access. 2022. Vol. 10, no. 1. P. 80518–80538. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3195494.
3. Voltage modulated direct power control for a weak grid connected voltage source inverters / Y. Gui, X. Wang, H. Wu, F. Blaabjerg // IEEE Trans. on Power Electron. 2019. Vol. 34, no. 11. P. 11383–11395. doi: 10.1109/TPEL.2019.2898268.
4. Никитин А. В., Станкевич Д. А. Метод оценивания угла фазового сдвига и мгновенной частоты квазигармонических сигналов в режиме реального времени // Компьютерная оптика. 2024. Т. 48, № 6. С. 969–975. doi: 10.18287/2412-6179-CO-1442.
5. Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models / B. Bahrani, A. Karimi, B. Rey, A. Rufer // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2013. Vol. 60, no. 4. P. 1356–1366. doi: 10.1109/TIE.2012.2185017.
6. Hadjidemetriou L. Synchronization and control methods for advancing the grid side converter of renewable energy sources. Thesis for: Ph. D. in Electrical Engin. University of Cyprus. Nicosia, 2016.
7. Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. UK: Wiley-IEEE Press, 2011. 389 p. doi: 10.1002/9780470667057.
8. Gulur S., Iyer V. M., Bhattacharya S. Proportional integral – Resonant and dual loop current control structure comparison for grid connected converters in the rotating frame // 2018 IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA: IEEE, 2018. P. 1617–1623. doi: 10.1109/APEC.2018.8341233.
9. Guo S., Liu D. Proportional-resonant based high-performance control strategy for voltage-quality in dynamic voltage restorer system // 2<sup>nd</sup> Intern. Symp. on Power Electron. for Distributed Generation Syst. Hefei, China: IEEE, 2010. P. 721–726. doi: 10.1109/PEDG.2010.5545780.
10. Wang X., Blaabjerg F., Wu W. Modeling and analysis of harmonic stability in an AC power-electronics-based power system // IEEE Trans. on Power Electron. 2014. Vol. 29, no. 12. P. 6421–6432. doi: 10.1109/TPEL.2014.2306432.
11. Golestan S., Monfared M., Guerrero J. M. Second order generalized integrator based reference current generation method for single-phase shunt active power filters under adverse grid conditions // 4<sup>th</sup> Ann. Intern. Power Electron., Drive Syst. and Technol. Conf. Tehran, Iran: IEEE, 2013. P. 510–517. doi: 10.1109/PEDSTC.2013.6506761.
12. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters / P. Rodriguez, A. Luna, I. Etxeberria, J. R. Hermoso, R. Teodorescu // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA: IEEE, 2009. P. 2239–2246. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316279.
13. Ahmed H., Benbouzid M. Simplified second-order generalized integrator – frequency-locked loop // Advances in Electr. and Electron. Engin. 2019. Vol. 17, no. 4. P. 405–412. doi: 10.15598/aeec.v17i4.3540.

---

#### Информация об авторах

**Лавриновский Виктор Сергеевич** – ст. преподаватель кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: [vslavrinovskii@etu.ru](mailto:vslavrinovskii@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-6474-6624>

**Доброскок Никита Александрович** – канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой систем автоматического управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: [nadobroskok@etu.ru](mailto:nadobroskok@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0003-0569-3304>

**Мигранов Руслан Михайлович** – ассистент кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: [rmmigranov@etu.ru](mailto:rmmigranov@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-4543-7535>

**Шувалова Полина Дмитриевна** – студентка гр. 3408 СПбГЭТУ «ЛЭТИ».  
E-mail: shuwalowa.p@yandex.ru

**Вклад авторов:**

Лавриновский В. С. – разработка методики анализа влияния выходного фильтра на напряжение статического преобразователя.

Доброскок Н. А. – научное руководство, обзор научных источников, постановка задачи.

Мигранов Р. М. – проведение имитационных экспериментов, подготовка текстовых материалов.

Шувалова П. Д. – подготовка графических материалов, аналитическое решение уравнений четырехполюсника, выполнение эквивалентных структурных преобразований.

References

1. UNIFI's Grid-Forming (GFM) inverter reference design: A tutorial on modeling, control, and experimental implementation of GFM inverters / D. Chatterjee, J. Triemstra, M. Cuauhtémoc, W. Cai, K. Tatkare, R. Mallik, B. Johnson // Unifi Consortium. 2025. 28 p.
2. Mohammed N., Zhou W., Bahrani B. Comparison of PLL-Based and PLL-less control strategies for grid-following inverters considering time and frequency domain analysis // IEEE Access. 2022. Vol. 10, no. 1. P. 80518–80538. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3195494.
3. Voltage modulated direct power control for a weak grid connected voltage source inverters / Y. Gui, X. Wang, H. Wu, F. Blaabjerg // IEEE Trans. on Power Electron. 2019. Vol. 34, no. 11. P. 11383–11395. doi: 10.1109/TPEL.2019.2898268.
4. Nikitin A. V., Stankevich D. A. Metod ocenivanja ugla fazovogo sdviga i mgnovennoj chastoty kvazigarmonicheskikh signalov v rezhime realnogo vremena // Kompjuternaja optika. 2024. T. 48, № 6. S. 969–975. doi: 10.18287/2412-6179-CO-1442. (In Russ.).
5. Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models / B. Bahrani, A. Karimi, B. Rey, A. Rufer // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2013. Vol. 60, no. 4. P. 1356–1366. doi: 10.1109/TIE.2012.2185017.
6. Hadjidemetriou L. Synchronization and control methods for advancing the grid side converter of renewable energy sources. Thesis for: Ph. D. in Electrical Engineering. University of Cyprus. Nicosia, 2016.
7. Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. UK: Wiley-IEEE Press, 2011. 389 p. doi: 10.1002/9780470667057.
8. Gulur S., Iyer V. M., Bhattacharya S. Proportional integral – Resonant and dual loop current control structure comparison for grid connected converters in the rotating frame // 2018 IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA: IEEE, 2018. P. 1617–1623. doi: 10.1109/APEC.2018.8341233.
9. Guo S., Liu D. Proportional-resonant based high-performance control strategy for voltage-quality in dynamic voltage restorer system // 2<sup>nd</sup> Intern. Symp. on Power Electron. for Distributed Generation Syst. Hefei, China: IEEE, 2010. P. 721–726. doi: 10.1109/PEDG.2010.5545780.
10. Wang X., Blaabjerg F., Wu W. Modeling and analysis of harmonic stability in an AC power-electronics-based power system // IEEE Trans. on Power Electron. 2014. Vol. 29, no. 12. P. 6421–6432. doi: 10.1109/TPEL.2014.2306432.
11. Golestan S., Monfared M., Guerrero J. M. Second order generalized integrator based reference current generation method for single-phase shunt active power filters under adverse grid conditions // 4<sup>th</sup> Ann. Intern. Power Electron., Drive Syst. and Technol. Conf. Tehran, Iran: IEEE, 2013. P. 510–517. doi: 10.1109/PEDSTC.2013.6506761.
12. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters / P. Rodriguez, A. Luna, I. Etxeberria, J. R. Hermoso, R. Teodorescu // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA: IEEE, 2009. P. 2239–2246. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316279.
13. Ahmed H., Benbouzid M. Simplified second-order generalized integrator – frequency-locked loop // Advances in Electr. and Electron. Engin. 2019. Vol. 17, no. 4. P. 405–412. doi: 10.15598/aeec.v17i4.3540.

Information about the authors

**Viktor S. Lavrinovsky** – senior lecturer of the Department of Automatic Control Systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.  
E-mail: vslavrinovskii@etu.ru  
<https://orcid.org/0000-0002-6474-6624>

**Nikita A. Dobroskok** – Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Head of the Department of Automatic Control Systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.  
E-mail: nadobroskok@etu.ru  
<https://orcid.org/0000-0003-0569-3304>

**Ruslan M. Migranov** – assistant of the Department of Automatic Control Systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [rmmigranov@etu.ru](mailto:rmmigranov@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-4543-7535>

**Polina D. Shuvalova** – student gr. 3408, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [shuvalowa.p@yandex.ru](mailto:shuvalowa.p@yandex.ru)

**Author contribution statement:**

Lavrinsky V. S. – methodology development for analyzing the impact of the output filter on the static converter voltage.

Dobroskok N. A. – scientific supervision, literature review, problem formulation.

Migranov R. M. – execution of simulation experiments, manuscript preparation.

Shuvalova P. D. – preparation of graphical materials, analytical solution of the two-port network equations, execution of equivalent structural transformations.

Статья поступила в редакцию 25.12.2025; принята к публикации после рецензирования 04.03.2026; опубликована онлайн 27.04.2026.

Submitted 25.12.2025; accepted 04.03.2026; published online 27.04.2026.

---